

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2005-151062

(P2005-151062A)

(43) 公開日 平成17年6月9日(2005.6.9)

(51) Int.Cl. ⁷	F I		テーマコード (参考)
H04B 1/10	HO 4 B	1/10	L 5K020
H04B 1/28	HO 4 B	1/26	J 5K022
H04B 1/30	HO 4 B	1/30	5K052
H04J 1/00	HO 4 J	1/00	

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願2003-384394 (P2003-384394)
 (22) 出願日 平成15年11月13日 (2003.11.13)

(出願人による申告) 国等の委託に係る研究の成果に係る出願である(平成15年度、総務省、産業再生法第30条の適用を受けるもの)

(71) 出願人 899000079
 学校法人慶應義塾
 東京都港区三田2丁目15番45号
 (74) 代理人 100110191
 弁理士 中村 和男
 (72) 発明者 真田 幸俊
 神奈川県横浜市港北区日吉3-14-1
 慶應義塾大学 理工学部内
 F ターム (参考) 5K020 AA08 CC04 DD01 EE02 EE04
 5K022 AA00
 5K052 AA01 BB02 CC06 DD04 EE01
 FF01

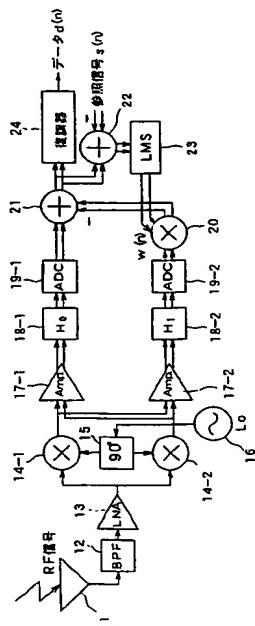
(54) 【発明の名称】低IF方式受信機及びプログラム

(57) 【要約】

【課題】アナログ回路に特別な構成要素を加えないで、隣接チャネルの干渉を効果的に除去できる低IF受信機及びプログラムを提供すること。

【解決手段】低IF方式受信機は、アンテナ11、BPF12、LNA13、ミクサ14-1、14-2、90°移相器15、局部発振器16、増幅器17-1、17-2、帯域分割フィルタ18-1、18-2、ADC19-1、19-2、乗算器20、加算器21、加算器22、LMS(Least Mean Square: 最小2乗平均)23及び復調器24から成る。隣接チャネルからの干渉の程度を表す係数w(n)をLMS23アルゴリズムによってデジタル領域で最適化する。これにより、隣接チャネルの影響を軽減して、適応デジタル信号処理による比較的低い解像度のADCによって多チャネル受信を可能にする。

【選択図】図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

受信低 I F 信号を各チャネル毎の周波数に分離するアナログフィルタバンクと、該アナログフィルタバンクによって周波数分離された各チャネルのアナログ信号をデジタル信号に変換する A / D 変換器と、隣接チャネルのデジタル信号に係数を乗算する乗算器と、該乗算器の出力と受信チャネルのデジタル信号とを加算する加算器と、該加算器の出力と参照信号とを比較して前記係数を逐次更新する演算器とを備えることを特徴とする低 I F 方式受信機。

【請求項 2】

10

コンピュータを、

受信低 I F 信号を各チャネル毎の周波数に分離するアナログフィルタバンクと、該アナログフィルタバンクによって周波数分離された各チャネルのアナログ信号をデジタル信号に変換する A / D 変換器と、隣接チャネルのデジタル信号に係数を乗算する乗算器と、該乗算器の出力と受信チャネルのデジタル信号とを加算する加算器と、該加算器の出力と参照信号とを比較して前記係数を逐次更新する演算器とを備える低 I F 方式受信機として機能させるためのプログラム。

【発明の詳細な説明】

20

【技術分野】

【0001】

本発明は、低 I F 方式受信機に関し、特に隣接チャネルの干渉を抑圧することができる低 I F 方式受信機及びプログラムに関する。

【背景技術】

【0002】

最近、空港やホテルなどの多くの場所に無線 LAN (WLAN) のためのアクセスポイントが設置されてきている。IEEE802.11基準にはローミング性能が特定されているが、通話の VoIP (Voice over Internet Protocol) では高速なローミングが実現できない。そこで、WLANにおけるVoIPには多チャネル受信が必要になる。

30

【0003】

そのような応用に適する受信技術の1つに低 I F (中間周波数) 受信がある。低 I F 受信においては、I F が従来の I F 受信よりも比較的に低く設定される。その I F 信号はサンプリングされアナログ-デジタル変換器 (ADC) によってデジタル信号に変換される。周波数変換の最終プロセスはデジタル領域で行われる。この技術は、チャネルの選択がデジタル信号処理で行われるので、多チャネル受信に適する。しかし、場合によると、現在のアクセスポイントから次のアクセスポイントまでが極めて遠くて、両者からの信号間のダイナミックレンジが極めて大きくなってしまうことがある。そのように大きなダイナミックレンジの信号を処理するためには、高解像度の ADC が使用されることになる。ADCの解像度が大きくなると、消費電力が大きくなり、コスト高にもなる。

40

【0004】

ADCに必要となる解像度を小さくするために、次のようなアナログ-デジタル信号変換処理が提案されている。すなわち、各 WLAN チャネル毎に帯域フィルタ (BPF) を用いるものである。このように複数の BPF を用いることで隣接チャネル干渉 (ACI) を減らして、ADCのダイナミックレンジを小さくすることができる。しかし、アナログ BPF の問題として、回路サイズの制約やアナログ回路要素の不整合に起因して、干渉を完全に除去することはできないということがある。このようなアナログ信号処理とデジタル信号処理の組合せは欠かすことができない。

【0005】

IEEE802.11 MAC (Media Access Control) プロトコルの ESS (Extended Service

50

Set) には、WLAN端末の基地局間の移動性について規定されている。

【0006】

図6は、IEEE802.11 MACのローミングの1例を示す図である。

(1). 端末41は、基地局AP1を見つけると、基地局AP1との間で認証及び接続処理を行う。

(2). 端末41は、移動すると、例えば基地局AP2との間で事前認証処理を行う。

(3). 端末41は、基地局AP1との間の接続がもはや望ましくないと判断すると、基地局AP2との間で再接続処理を行う。

(4). 端末41は、基地局AP2との再接続によって基地局AP1に新しい基地局の位置を通知して、従前の基地局AP1との接続を終了する。

10

【0007】

一般に、端末は同時に多くの異なる基地局との間で認証をすることができる。しかし、同時に1つの基地局としか接続をすることができない。このため、WLANにおけるVoIPのような応用に必要となる高速のローミングには適さない。

【0008】

このような問題を解決するためには、多チャネル受信性能が必要となる。例えばIEEE802.11b WLANシステムにおいては、広いエリアのサービスをマイクロセルでカバーするために2.4GHz帯域の4チャネルを用いている。各セルごとの別のチャネルを用いる。このように4チャネルが1つの受信機で復調されると、セル間高速ローミングが可能になつて、WLANにおける移動体VoIPサービスを提供することができる。

20

【0009】

多チャネル受信に適するいくつかの受信機構成がある。最も簡単には4つの独立の受信機を1つのパッケージに組み込むことが考えられる。しかし、これでは回路構成の無駄なダブリが多すぎる。別の選択肢としては、低IF受信機がある。

【0010】

図7は、従来の低IF受信機の構成を示すブロック図である。図8は、低IF受信機の周波数変換を説明する図である。アンテナ51を介して受信された信号はBPF(帯域フィルタ)52、LNA(低雑音増幅器)53を通って、ミクサ54により局部発振器55からの局部発振信号と混合されて低IF信号に変換される(図8参照)。変換された信号はADC56に入力されて、アナログ-デジタル変換される。最後にADC56のデジタル出力はDSP(Digital Signal Processor)57でベースバンド信号に変換される。このようにDSP57で周波数変換が行われるので、4チャネルの1つを選択することができる。

30

【0011】

図9は、低IF受信機で大きなダイナミックレンジを必要とする説明する図である。このような低IF受信機では、隣接チャネルの信号電力が希望チャネルよりもはるかに大きい場合に、図9に示すように極めて大きなダイナミックレンジを有するADCを必要とすることになる。ダイナミックレンジの大きなADCはコスト高と電力消費につながるので、望ましくない。

【0012】

そのため、本出願人は、既知信号を発生させて、復調器のデジタル信号処理によって帯域フィルタの係数誤差を補償することを提案している(例えば、特許文献1参照)。

40

【特許文献1】特開2003-101603号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0013】

しかし、既知の信号を受信機で発生させるとなると、そのための構成を備える必要があり、アナログ回路のハードに手を加えなければならない。

【0014】

本発明は、上記問題点に鑑み、アナログ回路に特別な構成要素を加えないで、隣接チャ

50

ネルの干渉を効果的に除去できる低 I F 受信機及びプログラムを提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0015】

本発明の低 I F 受信機は、受信低 I F 信号を各チャネル毎の周波数に分離するアナログフィルタバンクと、該アナログフィルタバンクによって周波数分離された各チャネルのアナログ信号をデジタル信号に変換する A / D 変換器と、隣接チャネルのデジタル信号に係数を乗算する乗算器と、該乗算器の出力と受信チャネルのデジタル信号とを加算する加算器と、該加算器の出力と参照信号とを比較して前記係数を逐次更新する演算器とを備える。

10

【0016】

また、本発明は、コンピュータを、受信低 I F 信号を各チャネル毎の周波数に分離するアナログフィルタバンクと、該アナログフィルタバンクによって周波数分離された各チャネルのアナログ信号をデジタル信号に変換する A / D 変換器と、隣接チャネルのデジタル信号に係数を乗算する乗算器と、該乗算器の出力と受信チャネルのデジタル信号とを加算する加算器と、該加算器の出力と参照信号とを比較して前記係数を逐次更新する演算器とを備える低 I F 方式受信機として機能させるためのプログラムである。

【発明の効果】

【0017】

本発明によれば、隣接チャネルの影響を軽減して、適応デジタル信号処理による比較的低い解像度の A D C によって多チャネル受信を可能にして、多チャネル受信による高速ローミングを廉価に実現することができる。本発明は W L A N における V o I P に適する。

20

【発明を実施するための最良の形態】

【0018】

以下、添付図面を参照しながら本発明の好適な実施の形態について詳細に説明する。

【0019】

図 1 は、本発明の一実施の形態による低 I F 受信機の構成を示す図である。本実施の形態の低 I F 方式受信機は、アンテナ 11、B P F 12、L N A 13、ミクサ 14-1、14-2、90° 移相器 15、局部発振器 16、増幅器 17-1、17-2、帯域分割フィルタ 18-1、18-2、A D C 19-1、19-2、乗算器 20、加算器 21、加算器 22、L M S (Least Mean Square: 最小 2 乗平均) 23、及び復調器 24 から成る。

30

【0020】

アンテナ 11 を介して受信された信号は B P F 12、L N A 13 を通って、ミクサ 14-1、14-2 により局部発振器 16 からの移相器 15 を介した局部発振信号と混合されて低 I F 信号に変換される。変換された信号は、増幅器 17-1、17-2 を通り、帯域分割フィルタ 18-1、18-2 に入力される。帯域分割フィルタ 18-1、18-2 は希望チャネル信号を選択的に通す。A D C 19-1、19-2 は各チャネルの信号をアナログ-デジタル変換する。乗算器 20 は、隣接チャネルの信号に所定の係数 $w(n)$ を乗算する。係数 $w(n)$ は、隣接チャネルから希望チャネルへの干渉の程度を表す。加算器 21 は、希望チャネルの信号から隣接チャネルの信号に係数 $w(n)$ を乗算したものを減算する。加算器 22 は、加算器 21 の出力から参照信号 $s(n)$ を減算する。参照信号 $s(n)$ は、受信されるはずである既知の信号である。L M S 23 は、加算器 22 の出力に基づいて、より確からしい係数 $w(n)$ を演算する。復調器 24 は、加算器 21 の出力に基づいてデータ $d(n)$ を復調する。

40

【0021】

本実施の形態のアナログ-デジタル信号処理技術は、まずアナログフィルタの特性を F I R (Finite Impulse Response) フィルタに近似させて、適応デジタル信号処理によってアナログフィルタの誤差を補償する。これにより低解像度 A D C によって多チャネル受信を実現することができる。

50

【0022】

A D C のダイナミックレンジを小さくするために、アナログーディジタル信号処理が使われる。アナログフィルタバンクを用いることによってダイナミックレンジを小さくできることが知られている。しかし、回路サイズの制約やアナログ要素の不整合に起因して、Qが高いアナログフィルタを実現するのは困難である。

【0023】

そこで、アナログフィルタに加えて適応ディジタル信号処理を用いて、A D C に必要なダイナミックレンジを小さくする。

【0024】

図2は、受信信号のモデルを示す図である。図示するように、希望信号と干渉信号とが同時に受信されるとすると、受信信号 $r(k)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} r(k) = & d(k T s) \exp(j \omega_I k T s) \\ & + I(k T s) \exp(-j \omega_I k T s) \\ & + n(k T s) \end{aligned} \quad (1)$$

ここで、

$r(k)$: 受信信号の k 番目のサンプル

$T s$: サンプリング間隔

d : 希望信号

I : 隣接チャネル信号

ω_I : 希望信号の中間周波数

$-\omega_I$: 干渉信号の中間周波数

n : 雑音

【0025】

【数1】

$$y_0(n) = adc \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} h_0(k) r(n-k) \right\} \quad (2)$$

$$y_1(n) = adc \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} h_1(k) r(n-k) \right\} \quad (3)$$

ここで、

y_m : m 番目のチャネルの A D C 出力

$adc\{X\}$: X のアナログーディジタル変換

$h_m(k)$: m 番目のフィルタの k 番目の係数

【0026】

トレーニング期間において、適応フィルタの係数 $w(n)$ を改善するために参照信号 $s(n)$ が与えられる。受信信号と参照信号との誤差 $e(n)$ は次式のようになる。

$$e(n) = y_0(n) - w(n) y_1(n) - s(n) \quad (4)$$

キャンセルの係数を更新するために次式で示す L M S アルゴリズムが使われる。

$$w(n+1) = w(n) + \mu y_0(n) e^*(n) \quad (5)$$

ここで、

μ : ステップサイズ

【0027】

データ受信期間において、隣接チャネル干渉は更新された係数 w と 1 番目のチャネル（希望信号の隣接チャネル）を通過した干渉信号の積によってキャンセルされ、受信信号 $d(n)$ は次式のようになる。

$$d(n) = y_0(n) - w y_1(n) \quad (6)$$

10

20

30

40

50

【0028】

つぎに、I F の希望信号は復調され、デジタル領域で復号される。

【0029】

本実施の形態のアナログ-デジタル信号処理の効果をコンピュータ・シミュレートした。表1は、シミュレート条件を示す。

【表1】

チャネルモデル	AWGNチャネル
復調スキーム	QPSK/OFDM
サブキャリアの数	64
I F	$\pi/2$
アナログフィルタのステージ数	5
係数の数	31
ステップサイズ	10^{-4}
ビット数	1280000
トレーニング期間	128000

10

【0030】

図3は、複素係数アナログ帯域フィルタのモデルを示す図である。この複素係数アナログ帯域フィルタは、加算器31-1、31-2、フィルタ32-1、32-2、反転増幅器33-1、33-2、中心周波数増幅器34-1、34-2からなる。伝達関数は次式のようになる。

20

【数2】

$$H_{bp}(j\omega) = \frac{1}{1-2jQ+\omega/\omega_0} \quad (7)$$

ここで、

ω_0 : BPFの中心周波数

$2Q$: フィルタのカットオフ周波数

30

【0031】

ω_0 は、希望信号及び干渉信号に対して ω_1 及び $-\omega_1$ に設定される。アナログフィルタの直列段数は5である。デジタル領域においてアナログBPFをシミュレートするためには、 $\Delta f = 2\pi/31$ 毎の周波数応答がアナログフィルタのそれに等しいデジタルフィルタを作成した。

【0032】

図4は、従来例と本実施の形態とのSIR (Signal-to-Interference Ratio)に対するBER (Bit Error Rate)を示す図である。ADCの解像度が4ビットである場合、従来例と本実施の形態とはそれ程変わらない。その理由は、適応信号処理によって復元された干渉に量子化雑音に起因する誤差が含まれているからである。他方、ADCの解像度が8ビットであって、SIRが-10dB以下の場合、本実施の形態は効果的に干渉を除去してBERが改善されている。

40

【0033】

図5は、従来例と本実施の形態とのADCの解像度に対するBERを示す図である。隣接チャネル干渉に対してキャンセルが機能していることが明らかである。また、本実施の形態ではADCの解像度が12ビットあれば十分であることも明らかである。

【0034】

なお、本発明は上記実施の形態に限定されるものではない。

【0035】

参照信号は、既知信号であってもよいし、復号信号であってもよい。

50

【0036】

本発明の低 I F 受信機は、コンピュータを本低 I F 受信機として機能させるためのプログラムでも実現される。このプログラムは、コンピュータで読み取り可能な記録媒体に格納されていてもよい。また、A S I C (Application Specific Integrated Circuit) のようなチップであってもよい。

【0037】

このプログラムを記録した記録媒体は、低 I F 受信機内の R O M そのものであってもよいし、また、外部記憶装置として C D - R O M ドライブ等のプログラム読取装置が設けられ、そこに記録媒体を挿入することで読み取り可能な C D - R O M 等であってもよい。

【0038】

また、上記記録媒体は、磁気テープ、カセットテープ、フレキシブルディスク、ハードディスク、M O / M D / D V D 等、又は半導体メモリであってもよい。

10

【図面の簡単な説明】

【0039】

【図 1】本発明の一実施の形態による低 I F 受信機の構成を示す図である。

【図 2】受信信号のモデルを示す図である。

【図 3】複素係数アナログ帯域フィルタのモデルを示す図である。

【図 4】従来例と本実施の形態との S I R 対する B E R を示す図である。

【図 5】従来例と本実施の形態との A D C の解像度に対する B E R を示す図である。

【図 6】I E E E 802.11 M A C のローミングの 1 例を示す図である。

20

【図 7】従来の低 I F 受信機の構成を示すブロック図である。

【図 8】低 I F 受信機の周波数変換を説明する図である。

【図 9】低 I F 受信機で大きなダイナミックレンジを必要とすることを説明する図である

【符号の説明】

【0040】

1 1 アンテナ

30

1 2 B P F

1 3 L N A

1 4 ミクサ

1 5 移相器

1 6 局部発振器

1 7 増幅器

1 8 帯域分割フィルタ（アナログフィルタバンク）

1 9 A D C (A / D 変換器)

2 0 乗算器

2 1 加算器

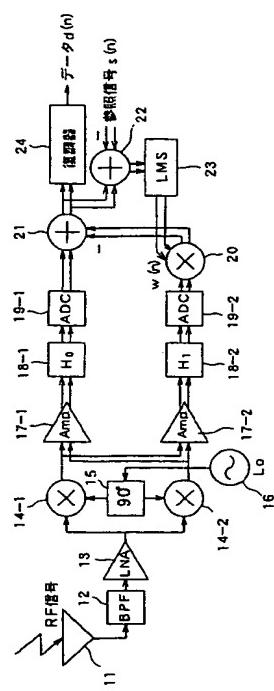
2 2 加算器

2 3 L M S (演算器)

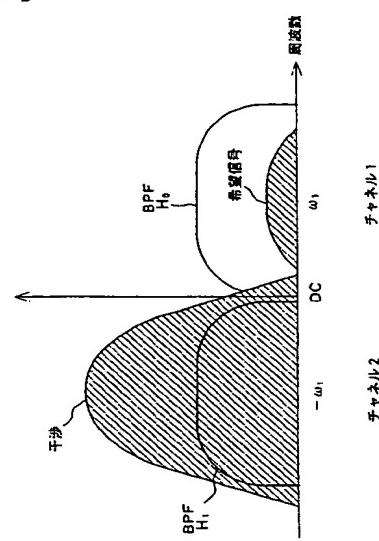
2 4 復調器

40

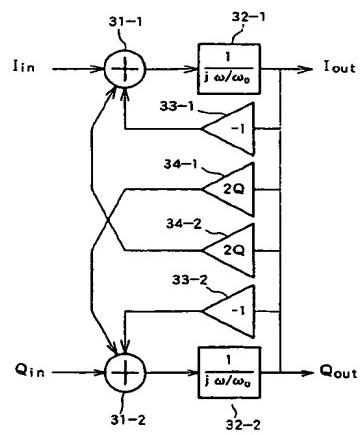
【図 1】



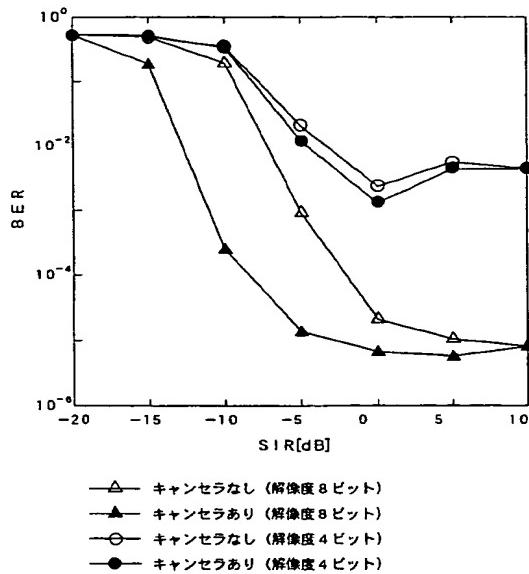
【図 2】



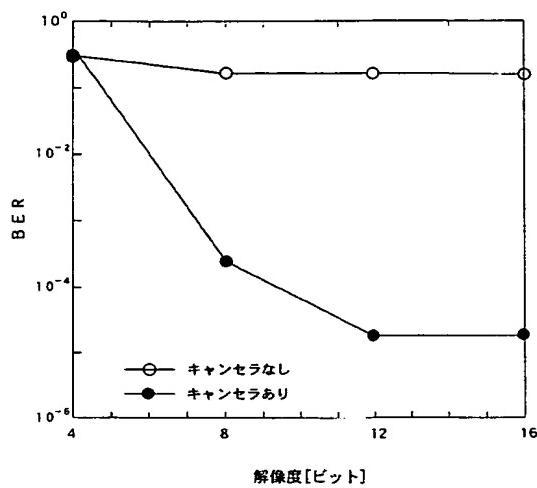
【図 3】



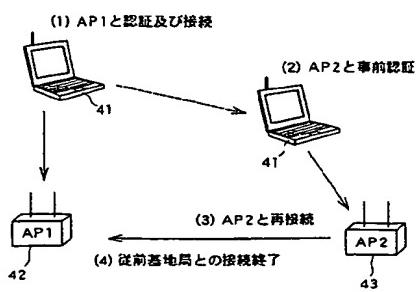
【図 4】



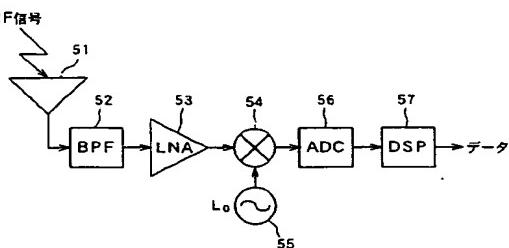
【図 5】



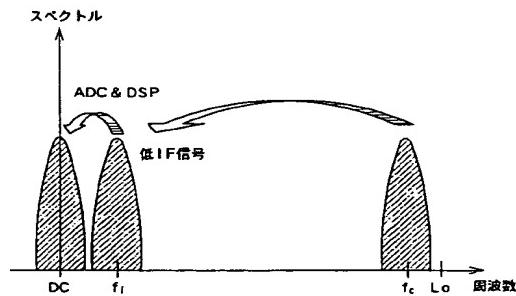
【図 6】



【図 7】



【図 8】



【図 9】

